

(11)特許出願公開番号

特開2000-101667

(P2000-101667A)

(43)公開日 平成12年4月7日(2000.4.7)

(51) Int.Cl.7

識別記号

FI

テーマコード(参考)

H04L 27/34

H04L 27/00

E

H01Q 3/26

H01Q 3/26

Z

審査請求 未請求 請求項の数17 O.L (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平11-107356

(22)出願日 平成11年4月15日(1999.4.15)

(31)優先権主張番号 09/060657

(32)優先日 平成10年4月15日(1998.4.15)

(33)優先権主張国 米国 (US)

(71)出願人 596092698

ルーセント テクノロジーズ インコーポ
レーテッド

アメリカ合衆国. 07974-0636 ニュー
ジャーシー, マレイ ヒル, マウンテン ア
ヴェニュー 600

(72)発明者 ジェラルド ジョセフ フォッチニ

アメリカ合衆国 08879 ニュージャーシ
イ, サウス アンボイ, オーチャード ス
トリート 79

(74) 代理人 100064447

弁理士 岡部 正夫 (外11名)

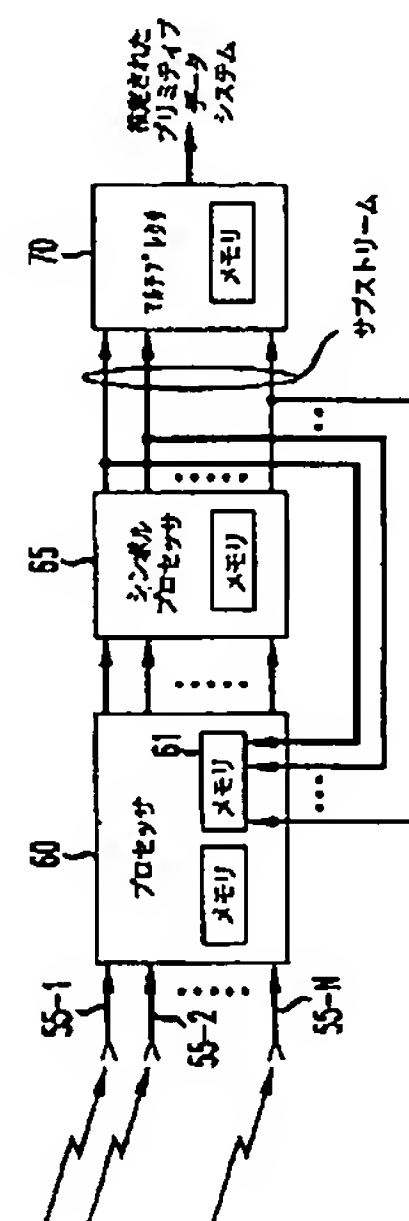
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信機と受信機の両方の所のマルチ素子アンテナを採用する空間—時間アーキテクチャを持つ無線通信システム

(57) 【要約】

【課題】 送信機と受信機の両方の所にマルチ素子アンテナを採用する空間-時間アーキテクチャを持つ無線通信システムを開示する。

【解決手段】 本発明によると、デジタル無線通信システムによってデータを通信することができるビット速度が、送信機と受信機の両方の所に複数のアンテナを用いることと、チャネルを同一周波数帯域内で動作する m 個のサブチャネルに分解することで大きく増加される。本発明によるシステムは、これを、 m 個の一次元信号を送信することと、受信機検出プロセスの最小信号対雑音比を最大化することで達成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信システムであって、

k個のアンテナを持つ送信機を含み、この送信機が信号源からのm次元送信シンボルベクトルの受信にตอบสนองして動作し、前記送信シンボルベクトルの成分がQAMシンボルから成り、前記送信シンボルベクトルがk個のアンテナの中のm個のアンテナを通じて所定の変調技法を用いて送信され、ここで、 $k \geq m > 1$ であり、この通信システムがさらに受信機を含み、この受信機が、前記送信機からの信号を、n次元受信信号ベクトルとして受信するためのn個のアンテナを持ち、ここで、 $n \geq m$ であり、前記各受信信号ベクトルが前記送信機からのシンボルと加算性ノイズの線形結合から成り、この受信機がさらに検出プロセッサを含み、このプロセッサが前記n次元受信信号ベクトルを処理することで、前記m次元送信シンボルベクトルの推定値を形成し、この検出器がさらにプロセッサを含み、このプロセッサが、(a) 整数1, 2, . . . mの好ましい順列を決定し、この好ましい順列が前記送信シンボルベクトルの前記m個の成分を推定する順序を定義し、この好ましい順列が前記m個の成分の信号対雑音比の関数として決定され、このプロセッサが、次に(b) 前記好ましい順列によって決定される前記順序にて、前記送信シンボルベクトルの(i)番目の成分を推定し、この推定が、このプロセッサによって、前記受信信号ベクトルから、まだ推定されてない送信シンボルベクトルの成分(i+1), (i+2), . . . (m)に由来する寄与分を無効化(ナリング)することと、前記受信信号ベクトルから、既に推定された送信シンボルベクトル成分(1), (2), . . . (i-1)に由来する寄与分を相殺することによって達成され、ここで、(i)は、前記好ましい順列のi番目の要素を表すことを特徴とする通信システム。

【請求項2】 前記検出プロセッサが、信号伝搬環境を特性化する受信訓練信号を反復処理することで、m個の送信シンボルを検出するための最良の信号対雑音比(SNR)を与えるセットのm個の空間的に整合されたフィルタベクトルを生成するように設計されることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項3】 前記m個の送信されたシンボルを検出するための前記順序が、検出プロセスのm個の信号対雑音比の最小を最大化するように決定されることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項4】 前記送信機アンテナの選択が一群の送信ベクトルシンボルの送信の前にランダムに変更されることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項5】 さらに、前記受信機から前記送信機へのフィードバックチャネルが含まれ、前記送信機アンテナの選択が、前記受信機が前記フィードバックチャネルを介して前記送信機に供給する信号伝搬環境に関する情報

に基づいて最適化されることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項6】 さらに、前記受信機から前記送信機へのフィードバックチャネルが含まれ、前記送信機が信号源によって供給されるシンボルのデマルチプレキシングされたストリーム的一部分を所定のセットの送信アンテナのおのおのを通じて送信し、前記所定のセットのアンテナを形成するアンテナの選択を前記受信機によって前記フィードバックチャネルを介して供給される信号伝搬環境に関する情報に基づいて変更することを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項7】 さらに、前記受信機から前記送信機へのフィードバックチャネルが含まれ、前記送信機がベクトルシンボルを前記k個の送信機アンテナの一部を通じて送信し、この一部のアンテナが前記受信機によって前記フィードバックチャネルを介して供給された信号伝搬環境に関する情報に基づいて選択されることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項8】 前記受信機がn個より多い任意の数の受信アンテナを持ち、前記送信機からの信号をn次元受信信号ベクトルとして受信するために用いられるn個のアンテナが、これら任意の数の受信アンテナの一部から成ることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項9】 前記受信機の所でシンボルを正確に受信できる速度が、前記シンボルを送信するために用いられる送信アンテナの数に比例し、送信電力のレベルとは対数関係を持ち、前記送信機の所でシンボルを送信する電力のレベルが、送信アンテナの数を少し増加したとき大きく低減されることを特徴とする請求項1の通信システム。

【請求項10】 無線送信機であって、この送信機がシンボルのストリーム源、および複数の送信機アンテナを持ち、この送信機がさらに送信機プロセッサを含み、このプロセッサが前記シンボルのストリームをm個のシンボルのサブストリームにデマルチプレキシングし、次に、これらの各シンボルのサブストリームを、複数の送信機アンテナの選択された一つを通じて所定の変調技法を用いて送信することを特徴とする無線送信機。

【請求項11】 前記複数の送信機アンテナがm個より多数のアンテナから成り、ここで、 $m > 1$ であり、前記m個のシンボルのサブストリームを送信するために用いべき送信機アンテナの選択が任意に行なわれることを特徴とする請求項10の送信機。

【請求項12】 前記送信機アンテナの選択が一群のシンボルの送信の前に、ランダムに変更されることを特徴とする請求項10の送信機。

【請求項13】 さらに送信されたシンボルを受信するための受信機、および前記受信機から前記送信機へのフィードバックチャネルが含まれ、前記送信機プロセッサが、前記送信機アンテナの選択を、前記受信機が前記送

信機に前記フィードバックチャネルを介して供給する信号伝搬環境に関する情報に基づいて最適化することを特徴とする請求項10の送信機。

【請求項14】 さらに、送信されたシンボルの受信機から前記送信機へのフィードバックチャネルが含まれ、前記送信機がベクトルシンボルを、前記複数の送信機アンテナの一部を用いて送信し、これら一部のアンテナが前記受信機から前記フィードバックチャネルを介して受信された信号伝搬環境に関する情報に基づいて選択されることを特徴とする請求項10のシステム。

【請求項15】 無線受信機であって、この受信機がそれぞれ受信された信号ベクトルを形成する複数の n 個の信号成分を受信するための複数の受信機アンテナを含み、ここで、 $n > 1$ であり、この受信機がさらにプロセッサを含み、このプロセッサが受信された信号ベクトルをメモリにある信号ベクトルのバーストを形成する他の受信信号ベクトルとともに格納し、この受信機がさらに検出プロセッサを含み、この検出プロセッサが、格納された前記受信信号ベクトルを、複数の特定のデシジョンスタティクス（判定統計量）に対して決定されたおのこの信号対雑音比の関数として決定された順序にて処理することで、送信された信号ベクトルの成分を決定し、この処理において、（a）現在処理中の信号ベクトルから既に処理済みの送信シンボルベクトル成分に由来する干渉が相殺（キャンセルアウト）され、（b）現在処理中の信号ベクトルからまだ処理されていない送信シンボルベクトル成分に由来する干渉が、現在処理中の信号ベクトルを後者の干渉によって占拠される空間に直角に投影することで無効化（ナルアウト）され、次に、こうして投影された信号ベクトルを所定の変調技法に従って処理することで、前記送信シンボルベクトルの成分が識別されることを特徴とする無線受信機。

【請求項16】 前記検出プロセッサが、信号伝搬環境を特性化するデータを反復処理することで、送信されたシンボルベクトルの成分を検出するための最良の信号対雑音比（SNR）を与えるセットの m 個の空間的に整合されたフィルタベクトルを生成するように設計されることを特徴とする請求項15の受信機。

【請求項17】 前記送信されたシンボルベクトルの成分を検出するための前記順序が検出プロセスの最小信号対雑音比を最大化するように決定されることを特徴とする請求項15の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、送信機と受信機の両方の所にマルチ素子アンテナ（MEA）を採用する無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】デジタル無線通信システムの伝送容量（最終ビット速度）は、様々なパラメータに基づくが、

これらパラメータには、（a）送信機の所での総放射電力、（b）送信機と受信機の所でのアンテナ素子の数と帯域幅、（c）受信機の所での雑音電力、（d）伝搬環境の特性、その他が含まれる。送信機と受信機の両方の所にかかなりの数のアンテナを採用し、いわゆるレイリーフェーディング環境内で動作する無線伝送システムの場合、符号化を用いない場合でも、非常に大きなビット速度、例えば、36ビット/秒/Hzを、18dBという妥当な信号対雑音比（SNR）にて達成することが可能となる。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】従来の通信システムは、上述の何分の1の速度という低速にてデータを交換するのがやっとであった。これは、主に、これまで、大きなビット速度のシステムを構築するために解決しなければならない問題を的確に把握できなかったことによる。

【0004】

【課題を解決するための手段】我々は、大きなビット速度にて送信できる無線通信システムを実現する方法を発見した。本発明の一面によると、 m -次元システムが、無線チャネルの伝達（H行列）特性が送信機に知られていない場合、 m 個の（場合によっては異なる容量の）一次元システムに分解される。より詳細には、本発明の原理によると、信号ベクトルのあるバーストが、異なる複数のデータ信号から形成され、次に、送信機によってマルチ素子アンテナ配列を介して送信される。こうして送信されたベクトル信号が、無線受信機と関連する複数の異なるアンテナによって信号ベクトルとして受信される。送信されたベクトル信号のシンボル成分は、（任意の）順序を持ち、受信機は、これら送信された成分の最良の並べ替えを決定した上で、これら受信されたベクトルをこの順番で処理することで、並べ替えられた送信シンボルの成分を決定する。検出プロセスは、こうして並べ替えられた成分の最も下の（例えば、最初の）レベルから開始され、各レベルに対して、存在する場合は、より下のレベルからの干渉寄与が相殺され（キャンセルアウトされ）、さらに、存在する場合は、より高いレベルからの干渉寄与が無効化（ナルアウトされる）。

【0005】本発明の一つの実施例においては、この受信機の処理には、受信された送信信号の弱い成分を補償するプロセスが含まれ、この補償プロセスにおいては、最初に、受信された強い送信成分に由来する干渉が除去され、次に、この結果を処理することで、ビットデシジョン（判定ビット）が形成される。本発明のこれらおよび他の特徴が、以下の詳細な説明、付録の図面および特許請求の範囲から明らかになるものである。

【0006】

【発明の実施の形態】以下に本発明の一つの実施例を、アンテナ素子の m 個の配列を持つ送信機とアンテナ素子

の n 個の配列を持つ受信機を採用するポイント・ツウ・ポイント通信アーキテクチャとの関連で説明する。ここで、本発明の一つの実施例においては、送信機アンテナ素子の数 m は受信機アンテナ素子の数より大きくされ ($m \leq n$)、これらの値は両方とも1以上とされる (> 1)。例えば、1.9Hzの伝送に対しては、 m は16以上 ($m \leq 16$)、 n は16 ($n = 16$)とされる。さらに、以下の説明からわかるように、本発明によるアーキテクチャを用いると、ビット/サイクルの数にて表現した場合のかなり大きなビット速度/帯域幅を達成することが可能となる。

【0007】明快さのために、以下の詳細な説明においては、以下の条件が想定される。より具体的には、第一に、図1に示す送信機と受信機は、遠く離れて、例えば、100入離れて位置するものと想定する。第二に、送信機と受信機との間の伝搬空間により、一つあるいは複数の信号のデコーレション(相関の喪失)が起こるものと想定する。第三に、送信機と受信機の位置は逆転することができ、この場合も、受信機の所で幾つかのアンテナが利用でき、これによって、送信機によって発射された電磁波を起源とする空間的にかなり相関が失われた電磁場サンプルを受信することができるものと想定する。第四に、送信機は、このランダムにフェーディングした行列チャネル特性を事前には知らず、これを、幾つかのチャネル測定値を用いて“学習(learned)”するものと想定する。この訓練(学習)は、例えば、通常の n 重受信ダイバーシチを、各送信アンテナに対して1回、全体で m 回適用することによって達成される。この訓練手続きの一例が、J.H.Wintersによって著され、IEEE Transactions on Vehicular Technology, November 1993に掲載された“Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Arrays in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading”という名称の論文において説明されているためにこれも参照されたい。

【0008】さらに、以下の説明は、チャネルの時間的な変動はデータのあるバーストの継続期間を通じて無視できるほど小さく、チャネルの特定(つまり、伝送環境)はバースト毎に異なるバーストモードの通信との関連で行なわれる。このために、達成されるチャネルビット速度は、ランダムに変化するものとして扱われる。上述の送信アンテナの数と受信アンテナの数(m 、 n)に加えて、システムの主要なパラメータとして、信号対雑音比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)の空間平均 ρ があり、これは、例えば、伝搬空間の送信端と受信端の所で、“プローブ(probe)”アンテナ素子を用いて測定される。放射電力の総量には制約があり、例えば、送信アンテナの数 m が増加された場合は、送信アンテナ当たりの電力は、それに比例して小さくなるものと想定される。(加えて、レイリー伝搬環境においては、 ρ は送信アンテナの数には独立であることに注意する)。

【0009】上述のように、チャネルの伝送環境はランダムであり、かつ、時間は離散的であるものと想定される。さらに、以下の表記法が想定される：つまり、送信信号は、 $s(t)$ と表記され、総電力は、送信アンテナの数 m の値(つまり $s(t)$ の次元)に関係なく、 P 。(後に定義)に制限されるものと想定される。単純化のために、以下の説明においては、帯域幅は、あるチャネルの応答がそのチャネルの周波数帯域を通じて平坦であると思ふことができる程度に十分に狭いものと想定される。

【0010】受信機の所の雑音信号は、 $v(t)$ と表記され、これは、複素 n -次元加法白色ガウスノイズ(Additive White Gaussian Noise, AWGN)プロセスであり、 n 個の各受信アンテナに対して1つの同一の電力 N の統計的に独立した成分から構成される。

【0011】受信電力は、 $r(t)$ と表記され、ある特定の点時において、受信 n -次元信号は、受信アンテナ当たり一つの複素成分を含む。送信アンテナがたった一つしか存在しない場合は、その送信機は電力 P を放射し、受信アンテナの出力の所の結果としての任意の(空間)平均電力は P にて表記される。

【0012】各受信機アンテナの所の空間平均SNR、 ρ は、 P/N に等しいものと見做され、レイリー伝搬の場合は、これは送信機アンテナの数 m には依存しない。データのあるバーストの継続期間は、 k 個のベクトルシンボルから成り、このシンボルの数は、これらバースト内に発生する離散時間クロックの間隔(チック“ticks”)の数と等しいものと想定される。

【0013】いわゆる行列チャネルインパルス応答 $g(t)$ は、 m 個の行と、 n 個の列から成る。 $G(f)$ が、 $g(t)$ のフーリエ変換に用いられる。上述の狭帯域であることと想定との一貫性が確保されるように、この行列/変換は、関心のある帯域を通じて一定であるものと見做される。ここで、 G なる表記は、周波数依存性が抑圧されていることを示す。こうして、 $g(0)$ を除いて、 $g(t)$ は、零行列となる。後に説明するように、行列チャネルの応答を正規化された形式、 $h(t)$ にて表記すると便利である。さらに、 G との関連で、行列 H に対して、式 $P^{1/2} \cdot G = P_o^{1/2} \cdot H$ は、 G と H との間の関係を定義し、これから、 $g(t) = (P_o/P)^{1/2} \cdot h(t)$ が与えられる。

【0014】さらに、 H の式の実現のモデル化において、理想レーリー伝搬環境の場合は、 $m \times n$ 行列のエントリ(項目)は、単位分散を持つ独立した同一分布複素ガウス変量の結果から構成されるものと見做することができる。

【0015】上述のことを念頭に入れ、*を畳み込みを表記するために用いると、送信された信号に影響を与えるチャネル環境を記述する基本ベクトル式は、以下のよう表記することができる：

【数1】

$$r(t) = g(t) * s(t) + v(t)$$

式(1)の右辺で加えられる2つのベクトルは、複素 n -次元ベクトル(つまり、 $2n$ 実数次元)である。上述の狭帯域幅であるという想定の下では、式(1)は、こ

$$r(t) = (P_0/(P \cdot m))^{1/2} \cdot h(t) \cdot s(t) + v(t) \quad (2)$$

【0016】図1は、式(2)にて記述される受信ベクトル信号を処理するための通信システムの概略をブロック図の形式にて示す。より詳細には、信号源50は、 m -次元信号を送信機プロセッサ100に供給する。すると、プロセッサ100は、アンテナ110-1～110-kの選択された幾つかを通じて、 m -次元シンボルを送信する。ここで、この m -次元シンボルは、特定の変調技法、例えば、直交振幅変調(QAM)の m 個のインスタンスの使用の結果として生成され、各シンボルの成分は、順序ビットのあるグループに対応する。本発明の一つの実施例においては、 m 個の送信アンテナの選択は任意とされる。こうして選択された m 個のアンテナが劣等であることが判明することがあるが、その場合、送信機プロセッサ100は、その特定のアンテナの選択に“拘束(stuck)”されることはない。つまり、送信機プロセッサ100は、劣等な選択に、長時間“拘束(stuck)”されることを回避するように、アンテナの選択を系統的(あるいはランダムに)変更するように設計される。(本発明の一つの実施例においては、受信機200から送信機100へのフィードバックチャンネルが設けられ、送信アンテナの選択は、図1において破線にて示されるこのフィードバックチャンネルを介して受信機200から送信機100に供給される情報に基づいてある程度最適化される。より詳細には、送信機プロセッサ

$$q(t) \triangleq (P_0/(P \cdot m))^{1/2} \cdot s(t)$$

式(3)を用いると、式(2)は、以下のような単純な形式にて表現することができる：

$$r(t) = h(t) \cdot q(t) + v(t)$$

受信ベクトル $r(t)$ が、ベクトル $q(t)$ の m 個のQAM成分を推定するために用いられる。ここでは、受信信号ベクトル $r(t)$ の n 個の成分は、それぞれ、受信機200アンテナ120-1～120-nによって受信される。送信されたシンボルを検出するための受信された信号の処理が、受信機200が本発明の原理に従って解決することを要求される課題である。こうして検出されたシンボルが、次に、各ビットシーケンスにマッピングされ、これによって、元のビットストリームが再生される。

【0018】受信されたベクトルの処理に関する以下の説明においては、明瞭さと便宜のために、引数 (t) は、省略するので注意されたい。例えば、 $r(t)$ は、

(1)

の畳み込みの代わりに行列-ベクトル積を用いることで、以下のように簡素化することができる：

【数2】

(2)

100は、最初は、シンボルを生成するシーケンスの順番を、アンテナ110-1～110-kの順番と一致させ、第一のシンボルはアンテナ110-1を通じて送信し、第二のシンボルはアンテナ110-2を通じて送信し、以下同様に送信する。そして、受信機からのフィードバック情報から判断して、その選択が劣等であることが判明すると、送信機プロセッサ100は、送信アンテナ110-1の選択あるいは使用を変更する。例えば、フィードバックの結果、プロセッサ100がアンテナ110-k-1と110-kを用いて送信するチャンネル環境が悪い事実を“学習(learns)”すると、プロセッサ100は、例えば、これらアンテナのサブセット(一部)、例えば、110-1～110-k-2のみを使用し、フィードバックチャンネルを介して報告される情報に基づいて判断して受信機200の所で最良の受信が期待できるアンテナを選択する)。

【0017】図1のシステムの場合は、 m 個のアンテナを用いて送信される m 個の異なるQAM信号は、同一の変調を持つ(異なる変調を用いることもできる)が、統計的に独立的であるものと想定される。(受信ベクトルのQAM変調された各成分は、ここでは、サブストリームとも呼ばれる)。さらに、説明の便宜上、 $q(t)$ が以下のように定義されるものと想定される：

【数3】

(3)

【数4】

(4)

単に r として表記され、 $q(t)$ は、単に q として表記され、他も同様とされる。

【0019】図2に示すように、受信機200は、より詳細には、とりわけ、セットの従来のRF受信機セクション(図示せず)を含み、これらは、おのおの、アンテナ120-1～120-Nとインタフェースする。受信機200は、さらに、前置プロセッサ(単にプロセッサとも呼ぶ)60、シンボルプロセッサ65、およびマルチプレクサ70を含む。前記プロセッサ60は、 n 個のアンテナ120-1～120-nからの信号を、おのおのの信号ベクトルとして受信し、各受信した信号ベクトルを前処理することで、そのベクトルを形成する信号成分間の干渉を除去する。この処理には、(a)現在処理

されているベクトルから前に検出された送信シンボルに由来する干渉を減算（相殺）するプロセス、（b）現在処理されているベクトルからまだ処理および検出されていない他の送信シンボルからの干渉を無効にする（ナルアウトする）プロセス、および（c）弱い信号成分を受信された強い信号成分を用いて補償するプロセスが含まれる。これら全ては、本発明の原理に従って遂行され、これらプロセスについては後に詳細に説明される。（これらプロセスは、図4に、手続き401～407として示される）。本発明の一面によると、補償プロセスにおいては、送信された成分が最良の検出結果が得られるように並べ替えられ、次に、受信されたベクトルをこの順序で処理することで、並べ替えられた送信シンボルの成分が決定される。

【0020】送信信号の並べ替えプロセスにおいては、例えば、垂直スタックのボトム（レベル（1））に、最大のSNRを持つ送信信号成分を推定する検出プロセスが置かれ、垂直スタックの次の所（レベル（2））に、 $m-1$ 個の送信された成分の内の次に大きなSNRを持つ送信信号成分を推定する検出プロセスが置かれ、以下同様に並べられる。これに関しては後に詳細に説明されるが、本発明の精神および範囲から逸脱することなく、別のスタッキング構成を用いることも可能である。

【0021】受信されたベクトルは、 n 個の複素成分を持ち、これらが、それぞれ、アンテナ120-1～120-nによって受信される。プロセッサ60は、さらに、前処理された信号ベクトルを処理することで、 m 個の成分データから成るデータサブストリームを検出する。シンボルプロセッサ65は、これらシンボルを処理することで、それらシンボルに対応するデータサブストリーム（ここでは、“ビットデシジョン（bit decisions）”とも呼ばれる）を決定する。シンボルプロセッサ65は、次に、この“デシジョンビット（decisions bit）”をメモリ61内に格納するが、このデシジョンビットは、受信された信号ベクトルのその後の処理において干渉を相殺するために用いられる。送信されたベクトル内の全てのビットが検出されたら、次に、マルチプレ

クサ70により、各サブストリームからのビットをマルチプレキシングすることで、信号源50（図1）によって出力された元のデータストリームの推定プリミティブデータストリームが形成される。

【0022】干渉の相殺

以下の説明においては、受信機200は、チャネルの環境125と加算性ノイズによって劣化した n 個の m -次元送信ベクトルの送信バーストを受信するものと想定される。（以下の説明では、複数の受信されたベクトルのたった1つの処理についてしか説明されないが、これら処理／検出は、当然、受信された複数ベクトルの全てに適用されることに注意する）。おのおのの送信されたベクトルは、 n 個の受信機アンテナによって受信される。例えば、12次元送信ベクトルが16個のアンテナを介して受信される。さらに、デシジョン統計量（decision statistics）が、下から上に、つまり、図3に示すように、レベル（1）、（2）、...（3）の順にスタックされ、第一の（ボトム）レベルのベクトルは、検出されるべき第一の送信成分に対して最大のSNRを与えるものと想定される。ベクトル信号のこの反復に対しては、受信機200は、図3において“next”と表記されるレベルまでの複数のレベルに対する第一の $i-1$ 個のデシジョン統計ベクトル $d^{[i]}_s$ を持ち、また、

（1）、（2）、...（ $1-i$ ）に対するデシジョン統計に基づく $i-1$ 個のデシジョンはエラーを含まないものと想定される。これらデシジョンが、既に決定された q の成分に由来する干渉を相殺するために用いられる。ここで、 $q_{(j)}$ （ $j=1, 2, \dots, m$ ）は、レベル（1）、（2）、...（3）に対応する q の並べ替えられた成分を表す。さらに、以下の説明においては、便宜上、 h は、 m 個の n -次元の行として表現さる、このため、 $q_{(i)}$ を検出するためのデシジョン統計量の形成に関する虚論においては、 $h = [h_1 h_2 \dots h_m]$ と表記される。受信された信号 r は、以下のように表現される n -次元ベクトルである：

【数5】

$$r = q_1 \cdot h_1 + q_2 \cdot h_2 + q_3 \cdot h_3 \dots + q_m \cdot h_m + v \quad (5)$$

【0023】各 $h_{(j)}$ は、式（5）を用いると、 h_1 （ここで、 $1 \leq 1 \leq m$ ）として定義することができる。つまり、式（5）から、 $h_{(j)}$ は、式（5）内の $q_{(j)}$ に掛けられる下付きの文字を持つ h によって定義され

$$r = [q_{(1)} \cdot h_{(1)} + q_{(2)} \cdot h_{(2)} + \dots + q_{(i-1)} \cdot h_{(i-1)}] + q_{(i)} \cdot h_{(i)} \quad (6) \\ + [q_{(i+1)} \cdot h_{(i+1)} + q_{(i+2)} \cdot h_{(i+2)} + \dots + q_{(m)} \cdot h_{(m)}] + v$$

【0024】最初の括弧で囲まれた総和 $[q_{(1)} \cdot h_{(1)} + q_{(2)} \cdot h_{(2)} + \dots + q_{(i-1)} \cdot h_{(i-1)}]$ は、正しく検出された信号成分のみを含むものと想定され、 r

る。こうして、 r は、以下のように表現することができる：

【数6】

からこれを減算することで、以下によって定義される n -次元ベクトル $u^{[i]}$ が得られる：

【数7】

$$u^{(i)} = [q_{(1)} \cdot h_{(1)}] + [q_{(i+1)} \cdot h_{(i+1)} + q_{(i+2)} \cdot h_{(i+2)} + \dots + q_{(m)} \cdot h_{(m)}] + v \quad (7)$$

【0025】こうして、図3において“next”と表記される同一の受信ベクトル r （スタックレベル8）の処理において、プロセッサ60は、ベクトル r から、既に決定／検出されたベクトル $[q_{(1)} \cdot h_{(1)} + q_{(2)} \cdot h_{(2)} + \dots + q_{(7)} \cdot h_{(7)}]$ を相殺（減算）する。プロセッサ60は、次に、現在処理されているベクトル（例えば、レベル8のベクトル）から、まだ検出されていない送信された信号成分からの干渉、つまり、図3の $q_{(9)} \sim q_{(12)}$ の送信に由来する干渉を“無効化（nullout）”される。

【0026】空間整合されたフィルタを用いての干渉の無効化（ナリングアウト）

干渉の無効化（ナリングアウト）においては、 q のまだ決定／検出されていない成分（ $i+1$ ）（ $i+2$ ），．．．（ m ）に対して、 $u^{(i)}$ が、 $h_{(i+1)}$ 、 $h_{(i+2)}$ 、．．． $h_{(m)}$ にて形成される $m-i$ 次元の空間に直角 J 投影される。この投影の結果は、ここでは、 $v^{(i)}$ と呼ばれる。この“干渉無効化ステップ（interference nulling step）（注1）”は、ある意味において、 $q_{(i)}$ に対する検出プロセスから、同時に送信される信号成分 $q_{(i+1)}$ 、 $q_{(i+2)}$ 、．．． $q_{(m)}$ に由来する干渉を“除去（free）”する。（注1：SNRが高い場合は、無効化の代わりに、信号対雑音比プラス干渉を最大にすることで実現される利益の増加は僅かである）。次に、空間整合されたフィルタベクトル $d^{(i)}$ の方向と大きさが考慮される。 $q_{(i)}$ が、 $v^{(i)}$ の各成分に掛けられるためベクトル $v^{(i)}$ は、AWGNベクトル内に $[n-1(i-1)]$ 重のダイバーシチの干渉のない信号を受信する状況と類似する。明示的には、 $q_{(i)}$ に対するデシジョン統計量は、スカラー積 $\langle v^{(i)}, d^{(i)} \rangle$ によって与えられ、ここで、このスカラー積の雑音電力は、 $\|d^{(i)}\|^2$ に比例する。最適受信ダイバーシチに関する従来の結果を用いて、最適信号対雑音比 $SNR_{(i)}$ を表現することができる。結果としてのデシジョン統計量も $\|d^{(i)}\|^2$ に比例する信号電力を持つ。従って、図1の空間125が加算性ノイズを持たない仮想的な状況におけるベクトル $v^{(i)}$ を表現する $\underline{v}^{(i)}$ を定義すると便利である。媒体の $SNR_{(i)}$ は、 $d^{(i)}$ が値 $v^{(i)}$ の任意の倍数であるとき最適となるが、これは、例えば、周知のコーシーシュワルツ不等式を SNR に対

$$\text{maximize minimum } [SNR_{(i)}, 1 \leq i \leq m] \quad (8).$$

この基準がバーストエラーの確率を最小化することに相当する理由は、 SNR が高い状況（つまり、 ρ が高い状況）においては、あるバーストが少なくとも一つのエラーを含む確率は、（後に式（10）と（11）との関連で説明するように）低い $SNR_{(i)}$ を持つ $q_{(i)}$ によって支配されるためである。

する式の分子内の信号電力項に適用することによって得られる。実際、空間フィルタリングに対する全ての機会の中の最良な機会、スカラー積内に $v^{(i)}$ をスカラーデシジョン統計量にコラプスするために用いられるベクトルが $v^{(i)}$ の方向にあるときである。この理由は、コラプシングベクトルが $\underline{v}^{(i)}$ に比例する場合、 SNR に関するコーシーシュワルツ上限が等しく達成されるためである。 $\|v^{(i)}\|^2$ は、最適な SNR の分子と分母の両方に乗算として現われ、従って、最適な SNR は $\|v^{(i)}\|$ に対して不変である。 $d^{(i)}$ は、 $\underline{v}^{(i)}$ の方向を持つが、 $d^{(i)}$ のスケールは、単に、QAM検出の最終段において採用されるデシジョン領域に対して用いられる（任意の）スケール係数に従って設定される。（上述のように、この相殺、無効化、および補償プロセスが図4にグラフにて示される）。

【0027】補償

プロセッサ60は、信号ベクトルのバーストを受信すると、これら信号ベクトルをメモリ61に格納する。従来と同様に、このバースト内には情報が含まれ、受信機200は、この情報を用いて、送信環境125（図1）の伝送特性について“学習（learn）”する。これら従来の学習（あるいは訓練）のための情報は、例えば、周知のように、信号ベクトルのバーストの先頭（プリアンブル）あるいは中間（ミッドアンプル）の所に入れられる。

【0028】受信された訓練ベクトルのメモリへの格納を終えると、プロセッサ60は、次に、送信データシンボルがその順番で検出されるべきスタッキングの順番を、各 SNR の関数として決定する。これは、受信ベクトルのバーストの処理において検出エラーが発生する確率を最小にするために行なわれる。この決定には空間整合されたフィルタベクトルの形成が含まれ、このために、ベクトルシンボル内の送信シンボルが受信ベクトルから検出される順番が反復的に並べ替えられる。この並べ替えの反復は、検出プロセスの最小信号対雑音比を最大化することを目標とされる。プロセス60は、より詳細には、 m 個の成分に対する m 個のデシジョン統計量を、以下の基準に従ってスタックする：

【数8】

【0029】プロセッサ60は、このスタックを式（8）によって表現されるグローバルな最適手続きであるいわゆる“近視眼的（myopic）”な最適化手続きを用いて構築する。つまり、プロセッサ60は、このスタックのボタムのレベルから開始し、 m 番目のレベルに向かって反復的に進み、各レベルに対して、常に、様々なオブ

ションの中からそのレベルに対してSNRを最大化する次のデシジョン統計量を選択する。この近視眼的な最適化手続きを用いた場合は、プロセッサ60は、全ての m 個のスタックレベルの総和を見つけるために、 m の階乗個のスタッキングオプションを全て評価することは必要とされず、概ね $m^2/2$ 個のオプションを考慮するのみで済む。

【0030】(別の方法として、補償機能を、幾分計算量の多いより複雑な反復解法を用いて向上させることもできる。ここで、プロセッサ60が、次に、 i 番目のスタックレベルに進み、この i 番目の判定が完了した時点でエラーが存在しないものと想定すると、プロセッサ60は、デシジョン統計量からそのコンステレーションポイントに対応する複素数を減算する。このプロセスによりプロセッサ60は i 番目のデシジョン統計量内に含まれるノイズの値を得る。このノイズは、上のスタックに対するデシジョン統計量の対応する加算性ノイズと相関がある。このため、スタックの後続(上側)のデシジョン統計量内の加算性ノイズ項が、スタックの下側のデシジョン統計量の想定される既知の加算性ノイズの全寄与を前提として得られるそのノイズの条件付き期待値を減算することで調節される。)

【0031】上述の垂直の順序付け/階層化を、図2のプロセッサ60内で実現するプログラムが図5と6に流れ図の形式にて示される。より詳細には、図5は、 m 個のスタックレベル $1=1, 2, 3, \dots, m$ のおのおのに対する最適デシジョン統計ベクトル $d^{[i]}$ を決定する方法を示す。受信された信号ベクトルのバーストの格納と、訓練情報の処理に続いて、このプログラムがブロック500から開始され、ブロック501に進む。ブロック501において、プロセッサ60は、変数 i を1の値に設定し、次に、ブロック502に進む。ブロック502において、プロセッサ60は、総称信号ベクトルを処理することで、(上に説明され、後にさらに詳しく説明される方法にて)全ての候補の中から、そのレベルに対する最大のSNRを持つ空間整合されたフィルタベクトルを識別する。そのベクトルを識別すると、プロセッサ60は、次に、ブロック503において、このベクトルを、各スケール値に比例してスケールする。プロセッサ60は、次に、ブロック504において、こうしてスケールされたベクトルをメモリ61に格納する。プロセッサ60は、次に、ブロック505において $i=m$ である場合、つまり、空間整合されたフィルタベクトルの全ての形成と順序付けが終了した場合は、ブロック506において退出する。ブロック505において $i=m$ でない場合、つまり、形成と順序付けがまだ終了していない場合は、ブロック507において i を増分した後、ブロック502に戻り、残りの候補の中のどれが最大のSNRを持つかを見つけ、その候補を次のスタックに置く。

【0032】図6は、ブロック502をより詳細に示す。ここで、プロセッサ60は既にチャネル行列をメモリ61に格納する動作を終えており、さらに、プロセッサ60は既に整合するベクトル候補を好ましい順序でスタックする動作も終えており、さらに、プロセッサ60は、現在、候補ベクトルのどれをスタックの i 番目のレベルに挿入するか決定するために、残りの $(m-(i-1))$ 個の候補ベクトルを形成している最中であるものと想定される。プロセッサ60は、ブロック601において、スタックの下側のレベルに位置する(既にスタックに並べられている)、干渉を含む $i-1$ 個のベクトルの総称(ジェネリック)線形結合を形成する。次に、プロセッサ60は、ブロック602において、メモリ61から総称(ジェネリック)無ノイズベクトルを読み出し、ブロック603において、総無ノイズベクトルから、この総線形結合を減算することで、まだ検出されていない送信信号成分に対するベクトルの表現を残す。プロセッサ60は、次に、ブロック604において、全てのベクトル信号が処理されることを確保するために、変数 j を値1に初期化する。次に、プロセッサ60は、ブロック605において、各候補ベクトルに対して、例えば、 i 番目のベクトルに対して、そのベクトルを、その i 番目の候補ベクトルと干渉する $(m-(i-1))$ 個のベクトル信号から離れるように直角に投影することで、これら干渉を、デシジョンプロセスから除去する。結果としてのベクトルは、受信された他のベクトル信号からの干渉を持たないベクトルとなる。プロセッサ60は、次に、ブロック606において、(ベクトルの n 個の各成分が零に等しい原点までの長さの二乗に対応する)ノルムを測定することで、ノルムの値を決定する。ノルムの値は、そのデシジョン統計量に対するSNRに比例する。プロセッサ60は、次に、ブロック607において、そのSNRが、それまで処理された全候補の中の最良(最大の)SNRであるか決定する。そうである場合は、プロセッサ60は、ブロック609において、そのSNRを持つ空間整合されたフィルタベクトルと、それと関連するノルムを、スタックの i 番目のレベルに格納し、次に、ブロック608に進み、 $j=m-(i-1)$ であるか調べ、そうでない場合は、残りの候補の処理を継続する。ブロック607において、そのSNRが最大でない場合は、プロセッサ60は、直接にブロック608に進む。選択された信号ベクトルの候補を格納した後、プロセッサ60は、ブロック608において処理が完了したかチェックする。完了していない場合は、プロセッサ60は、 j を増分し、ブロック605に進む。完了している場合は、図5のブロック503に進む。

【0033】このようにして、上述のプログラムの制御下で動作するプロセッサ60は、送信された信号成分を、検出の目的でそれらのSNRに基づく最適な順序に並べる。上述のように、プロセッサ60は、次に、こう

してスタックされた各空間整合されたフィルタベクトルを用いて、処理中のシンボルを表現している可能性が最も高いビット結合／デシジョンを決定する。上述のようにシンボルを決定するための手続きが図4に示され、この手続きの説明が図7と8との関連で詳細に説明される。

【0034】より詳細には、図7と図8は、プロセッサ60（とある部分はプロセッサ65）内で、図4に示した上述の無効化（ナリング）ステップ401、相殺ステップ402、および整合ステップ403を実現するプログラムを流れ図の形式にて示す。図7の説明から開始し、プロセッサ60は、ブロック700において、図7のプログラムに入ることで、これら処理を開始する。次に、プロセッサ60は、ブロック701において、変数 i を値1に初期化し、 i を用いて、スタック内の各レベルをポイントする。以下の説明においては、プロセッサ60は、スタック内の i 番目のレベルを処理しているものと想定する。プロセッサ60は、次に、ブロック702において、（図4の手続き401、402、403によって示されるように）スタック内の i 番目のレベルに位置するベクトル信号を処理することで、その信号ベクトルによって表現されている可能性の最も高いシンボル $q_{(i)}$ を決定する。プロセッサ60は、 $q_{(i)}$ に対応するビットデシジョンをメモリ61に格納し、次に、ブロック703において、 i の値をチェックすることで、受信されたベクトルシンボル r の m 個の一連の処理が終了したか調べる。終了した場合は、プロセッサ60は、ブロック704において、このプログラムから退出する。終了してない場合は、プロセッサ60は、ブロック705において、 i を増分することで、スタック内の次のレベルをポイントし、次に、ブロック702に進み、そのレベルに対応する方法にて受信された信号ベクトルを処理する。

【0035】図8は、ブロック702を拡大して示す。より詳細には、プロセッサ60は、ブロック801において、メモリ61から、受信された n -次元ベクトル信号 $r(t)$ を読み出し、次に、ブロック802において、メモリ61から、ブロック702に従って既に処理／検出された信号ベクトル成分、つまり、スタック内の i 番目より下側の成分を読み出し、次に、上述の方法にて、 r から、 $i-1$ 個の検索された信号ベクトル $q_{(1)} \cdot h_{(1)}, q_{(2)} \cdot h_{(2)}, \dots, q_{(i-1)} \cdot h_{(i-1)}$ を相殺する。この結果、これら $i-1$ 個のベクトルからの干渉を実質的に含まない信号ベクトルが得られる。その後、プロセッサ60は、ブロック803において、結果として得られたベクトルを、まだ検出されてな

コンステレーションポイントの数 = [2次元

$$\text{コンステレーションポイントの数}^{\text{[サブストリームの数]}} = K^M \quad (9)$$

い干渉から離れるように投影する。より詳細には、プロセッサ60は、最初に、メモリから、ブロック504においてスタックの i 番目のレベルに対して決定された空間整合されたベクトル $d_{[i]}$ を読み出し、次に、（プロセッサ65と協力して）空間整合されたベクトルとブロック803において生成された結果とのスカラー積を取ることで、複素数を生成する。

【0036】プロセッサ65は、次に、ブロック805において、従来のマルチポイント信号コンステレーション、例えば、（図4に示すコンステレーション404のような）16ポイント信号コンステレーションのどれが、その複素数に最も近いか決定する。このようなポイントの一例が図4に示されるが、ここで、ポイント405は、コンステレーションポイントの四分円604に最も近い複素数を表す。プロセッサ65は、次に、ブロック806において、識別されたコンステレーションポイントによって表されるデータビットデシジョンをメモリに格納し、その後、制御をプロセッサ60に渡す。プロセッサ60は、次に、ブロック703に進み、スタック内の次のレベルの処理を開始する。

【0037】受信された信号ベクトルがこのようにして全て処理され、全てのシンボルが決定され、対応するビットデシジョンがメモリ内に格納されたら、次に、マルチプレクサ70によって、これらビットデシジョンがマルチプレキシングされ、出力端末に送られる。

【0038】以下では、上述の方法の長所を、特定のセットのパラメータに基づく一例を用いて説明する。例えば、これらパラメータとして、 $\rho = 18 \text{ dB}$ と ($m, 16$)（ここで、 $m \leq 16$ ）を想定し、送信機100と受信機200（図1）が、最大16個のアンテナアレイを持つものと想定する。さらに、送信バーストの95%はエラーを持たないこと（つまり、最大、5%のアウトエージ）と、伝搬空間125が理想レーリ伝搬環境であることを想定する。さらに、各バーストが、訓練ベクトルの他に、100個のベクトルシンボルを含むものと想定する。こうして想定されるパラメータと、 16×16 システムに対しては、シャノン容量は、79.1 bps/Hzである。（“シャノン容量”は当分野において良く知られている項である）。

【0039】送信アンテナの数 m と、各平面コンステレーション内のポイントの数 K が bps/Hz の数が最大となるように最適化される。 m -次元（あるいは n -次元）複素空間内のコンステレーションポイントの数は、以下のように表現される：

【数9】

この最適化プロセスは、以下の手続きを、 $m = 1, 2,$

$3, \dots, 16$ に対して反復的に遂行することから成る。

これらケースのおのおのに対して、2次元コンステレーション当たり、もう一つのビットを加えると、いわゆる5% “アウトージ制約 (outage constraint)” (注2) が犯されるポイントとして定義される最大数のビットが用いられる。(注2: コンステレーションポイントの数が2以上であり、正方形でない場合は、良好な距離特性を持つ正規コンステレーションが用いられる。例えば、8ポイントコンステレーションの場合は、4つの辺に付加され、外側を向く、4つの等辺三角形を持つ正方形が用いられ、これら正方形の頂点と、この正方形の4つの各辺に対向する4つの三角形の頂点によってこのコ

$$\text{エラーブロックの確率} \approx K \times \sum_{i=1}^m P_b(\text{SNR}_{(i)}) \quad (10)$$

ここで、 $P_b(\cdot)$ は、2次元コンステレーションのビットエラーの確率に対する周知の式であり、これは、SN

$$P_b(\text{SNR}_{(i)}) \approx [(K^{\frac{1}{2}} - 1) / (K^{\frac{1}{2}} \cdot \log_2 K)] \times p^{-\frac{1}{2}} \cdot \int_0^{\infty} \exp(-x^2) dx \quad (11)$$

ここで、 $\sigma = [3 \cdot \text{SNR}_{(i)} / (2 \cdot (K - 1))]^{1/2}$ である。

【0040】式(9)と(10)からわかるように、図1のシステムは、 $m=1$ の場合は、 $K=128$ ポイントのコンステレーション、あるいは等価的に7bps/Hzをサポートでき、 $m=2$ の場合は、5bps/Hzの32ポイントの平面コンステレーション、をサポートでき、 $m=7$ の場合は、4bps/Hzの16ポイントコンステレーションをサポートでき、 $m=12$ の場合は、3bps/Hz、つまり、 $8^{12}=68,719,476,736$ ポイントのより高次のコンステレーションの一つ、あるいは36bps/Hzをサポートできる。

【0041】上述の説明は、もっぱら本発明の原理を解説するためのものであり、当業者においては、ここには明示的には説明されなかったが、本発明の原理を具現する様々な構成を本発明の精神と範囲から逸脱することなく考案できるものとする。例えば、当業者においては容易に理解できるように、一定なBERとアウトージ確率を維持するかわりに、送信電力を一定に維持し、2つのアプローチの相対メリットをアウトージ確率の差を用いて、ビット速度の関数として、表現することもできる。さらに、一例として、当業者においては理解できるように、両方のシステムに対してBERとアウトージ確率を一定に維持し、相対メリットを、送信電力あるいは携帯システムの蓄電池の寿命を用いて表現することもできる。

【0042】加えて、当業者においては上述の説明から容易に理解できるように、送信機の所で送信無線より多数の送信アンテナを使用し、送信のためにこれらアンテナの一部分を選択するという概念は、受信機にも同様に適用できるものである。この場合は、受信無線機より多数の受信アンテナが展開され、これら受信アンテナの一部分が送信されたベクトル信号を受信するために選択さ

ンステレーションが構成される)。 K 個のベクトルシンボルを持つあるブロック内に少なくとも一つのエラーが含まれる確率に対する式が、以下に式(10)として示される。この確率の式は、 $\text{SNR}_{(i)}$ 、(ここで $1 \leq i \leq m$)を必要とする。 m 個のSNRのサンプルを得るために、モンテカルロ法にて生成されたH実現が用いられる。 K ポイントQAMコンステレーションに対しては、大きな ρ の領域内では、この式は、以下によって与えられる：

【数10】

Rの関数として、以下のように表現される：

【数11】

れる。

【0043】さらに、当業者においては上述の説明から容易に理解できるように、ここに請求される発明の幾つかの用途では、本発明の上述の複数の特徴の一部分のみが用いられることも考えられる。例えば、相殺プロセスと並べ替えプロセスは用いず、無効化(ナリング)プロセスのみを用いることや、並べ替えプロセスは用いず、無効プロセスと相殺プロセスのみを用いることも考えられる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理を実施する無線送信機と受信機を示すブロック図である。

【図2】図1の無線受信機をより詳細に示すブロック図である。

【図3】受信バーストの K 個のベクトルから成る n 次元複素信号ベクトルの一つに対する並べ替えられ送信成分と、対応するデシジョン統計量を示す図である。

【図4】図2の受信機によって処理中の信号ベクトルから干渉信号を除去するために遂行される処理をグラフ的に示す図である。

【図5】図2のプロセッサ内で遂行される並べ替えを実現するプログラムを流れ図にて示す図である。

【図6】図2のプロセッサ内で遂行される並べ替えを実現するプログラムを流れ図にて示す図である。

【図7】各受信されたベクトル信号を、対応する送信されたシンボルを決定するために処理するためにプロセッサ内で用いられるプログラムを示す流れ図である。

【図8】各受信されたベクトル信号を、対応する送信されたシンボルを決定するために処理するためにプロセッサ内で用いられるプログラムを示す流れ図である。

【符号の説明】

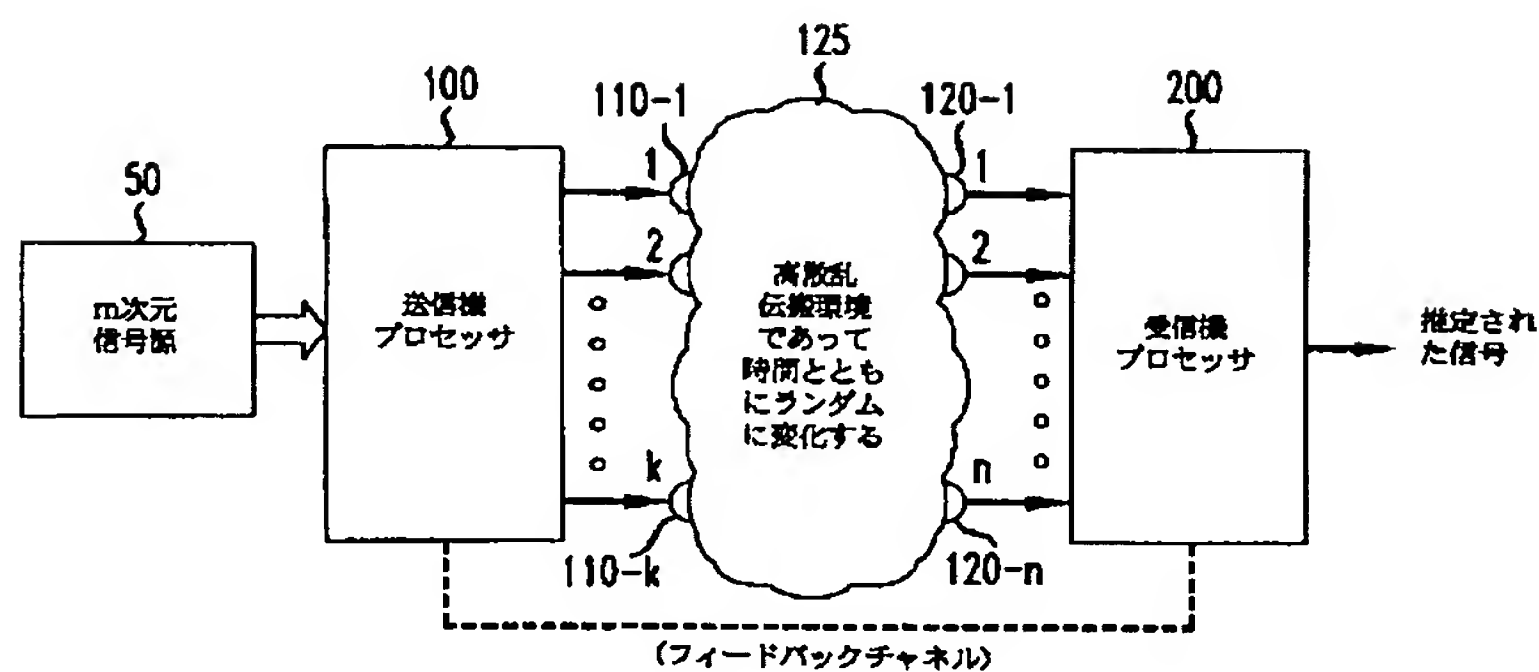
50 m次元信号源

60 前置プロセッサ(プロセッサ)

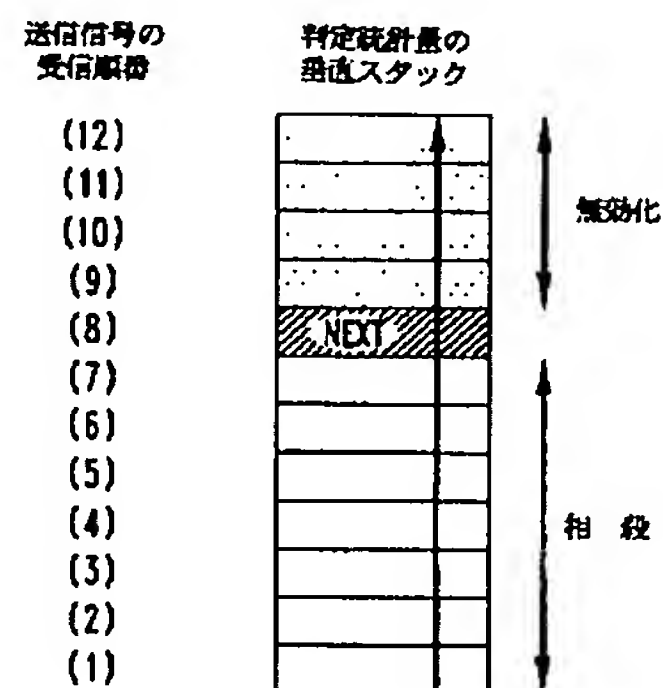
61 メモリ
65 シンボルプロセッサ
70 マルチプレクサ
100 送信機 (プロセッサ)
110 送信機アンテナ

120 受信機アンテナ
125 時間とともにランダムに変化する高散乱伝搬環境
200 受信機 (プロセッサ)

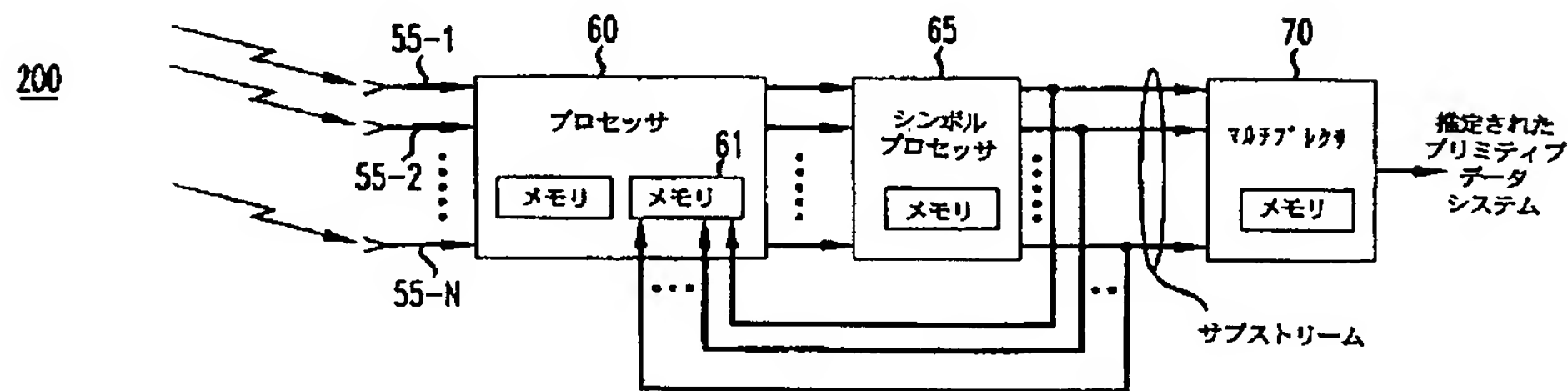
【 図 1 】



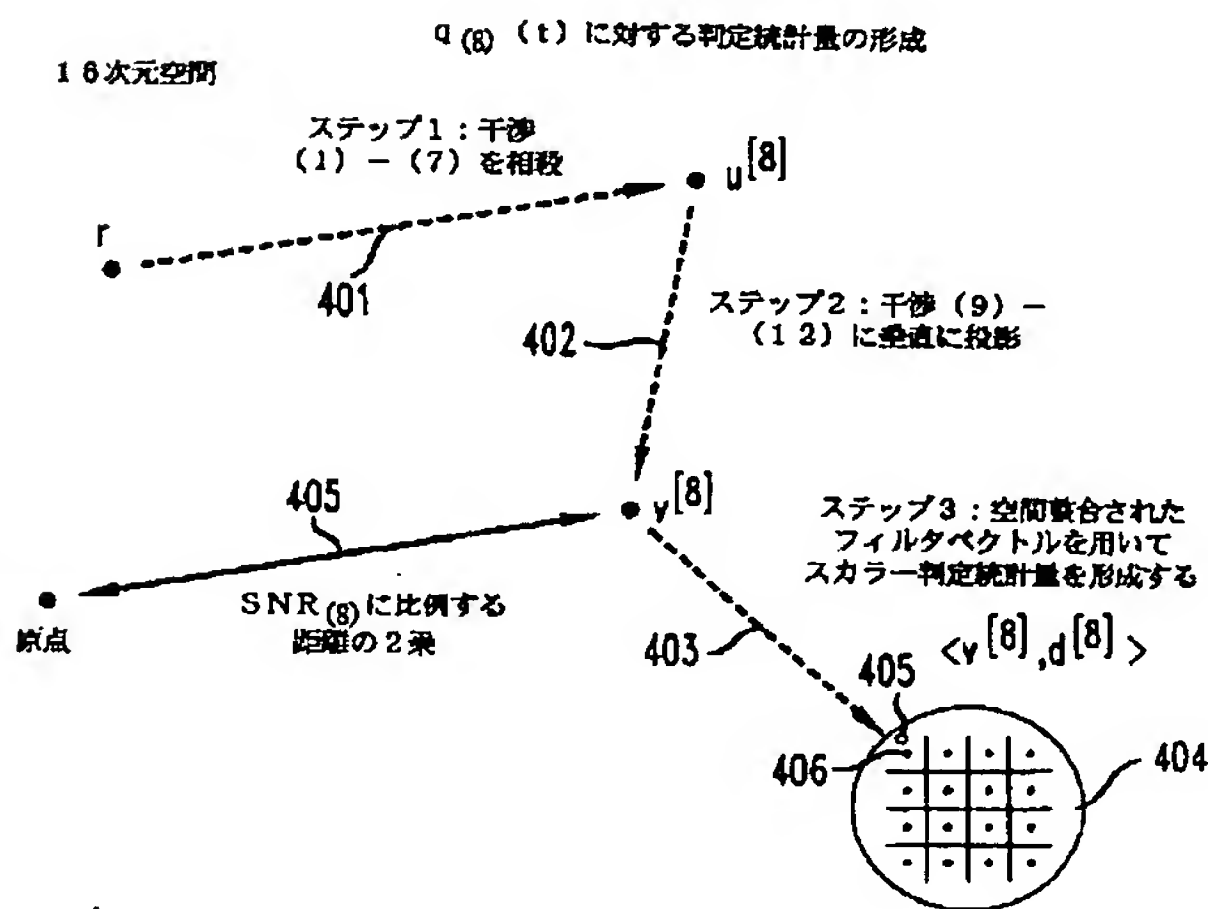
【 図 3 】



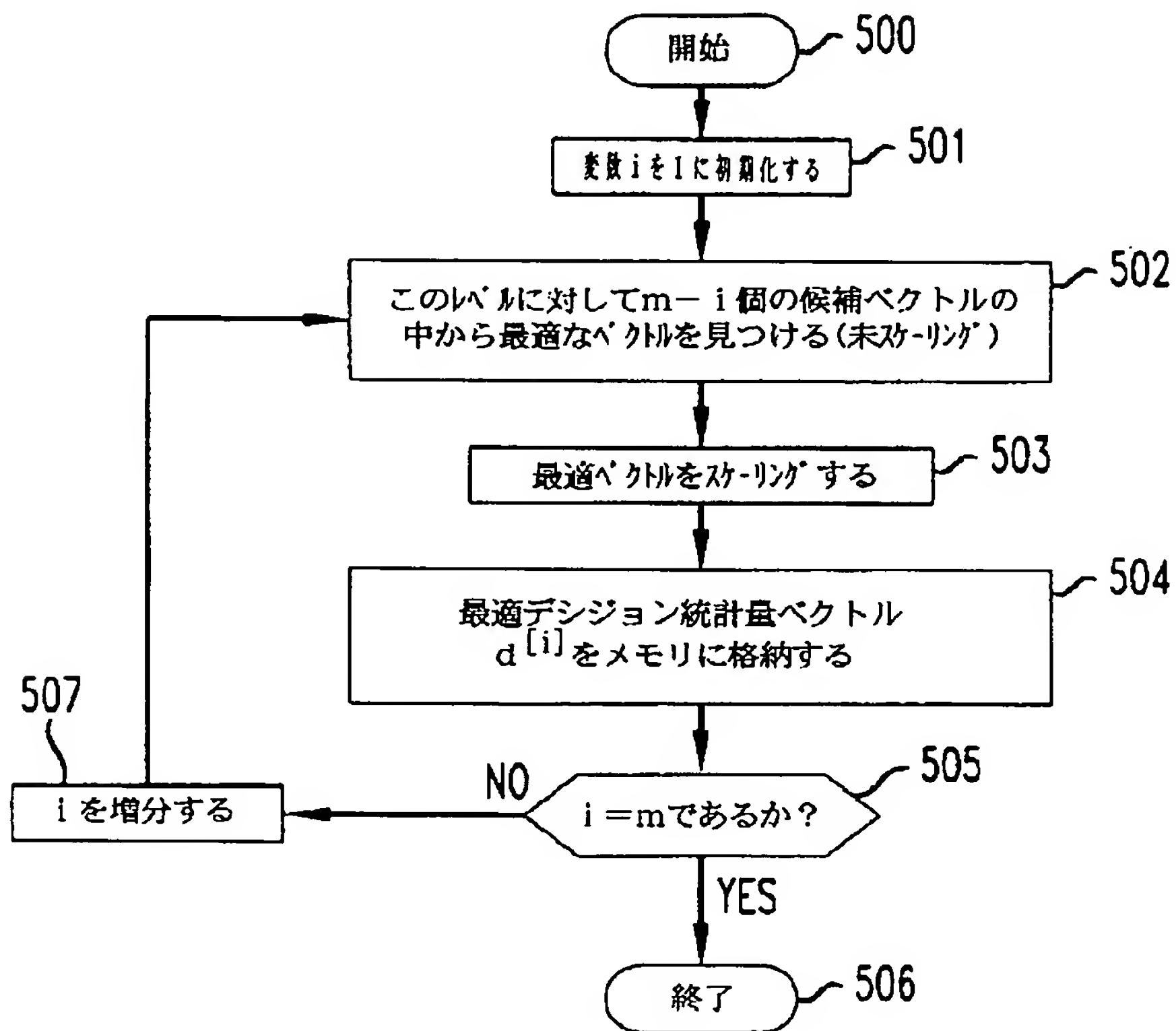
【 図 2 】



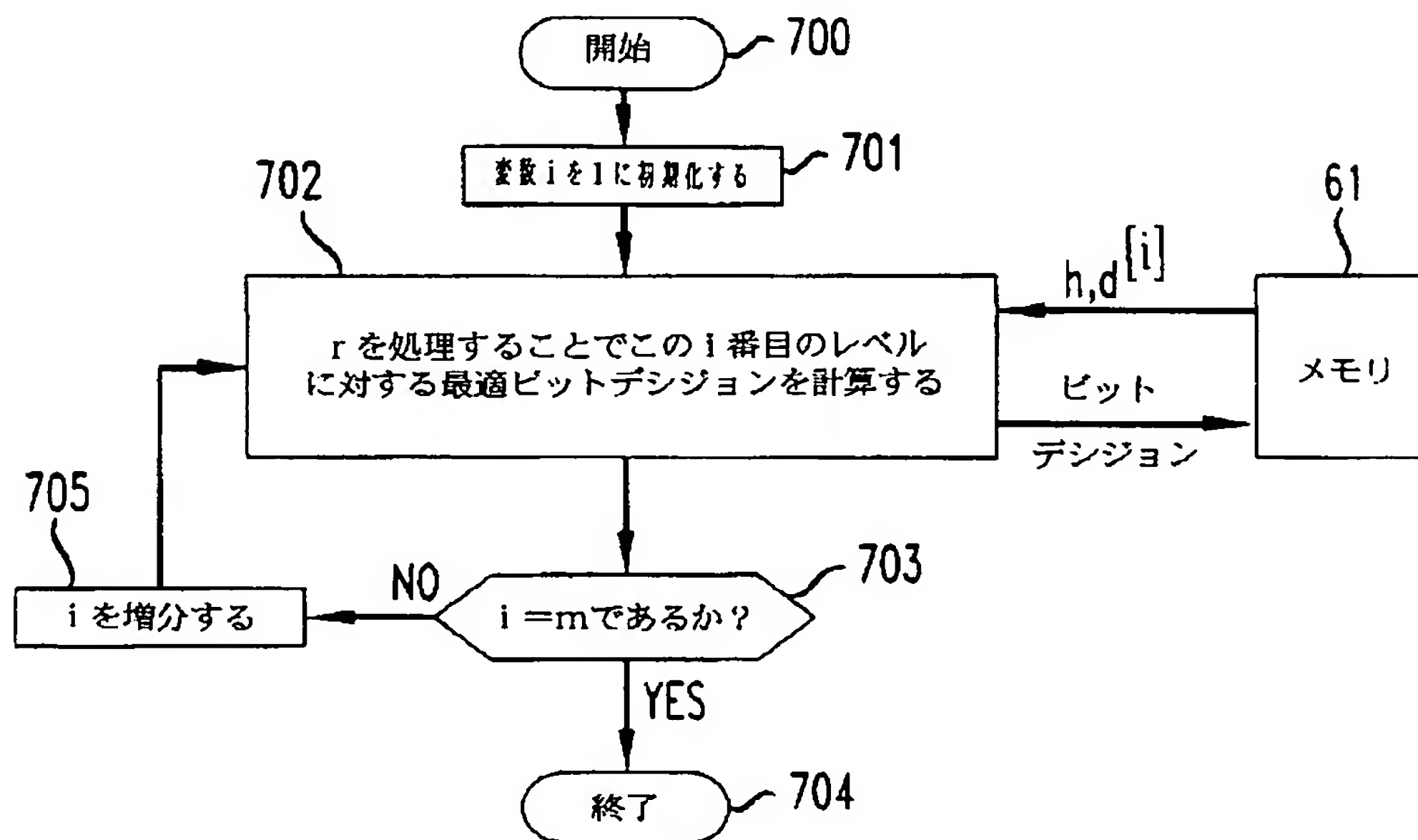
【 図 4 】



【図5】



【図7】



【図 8】

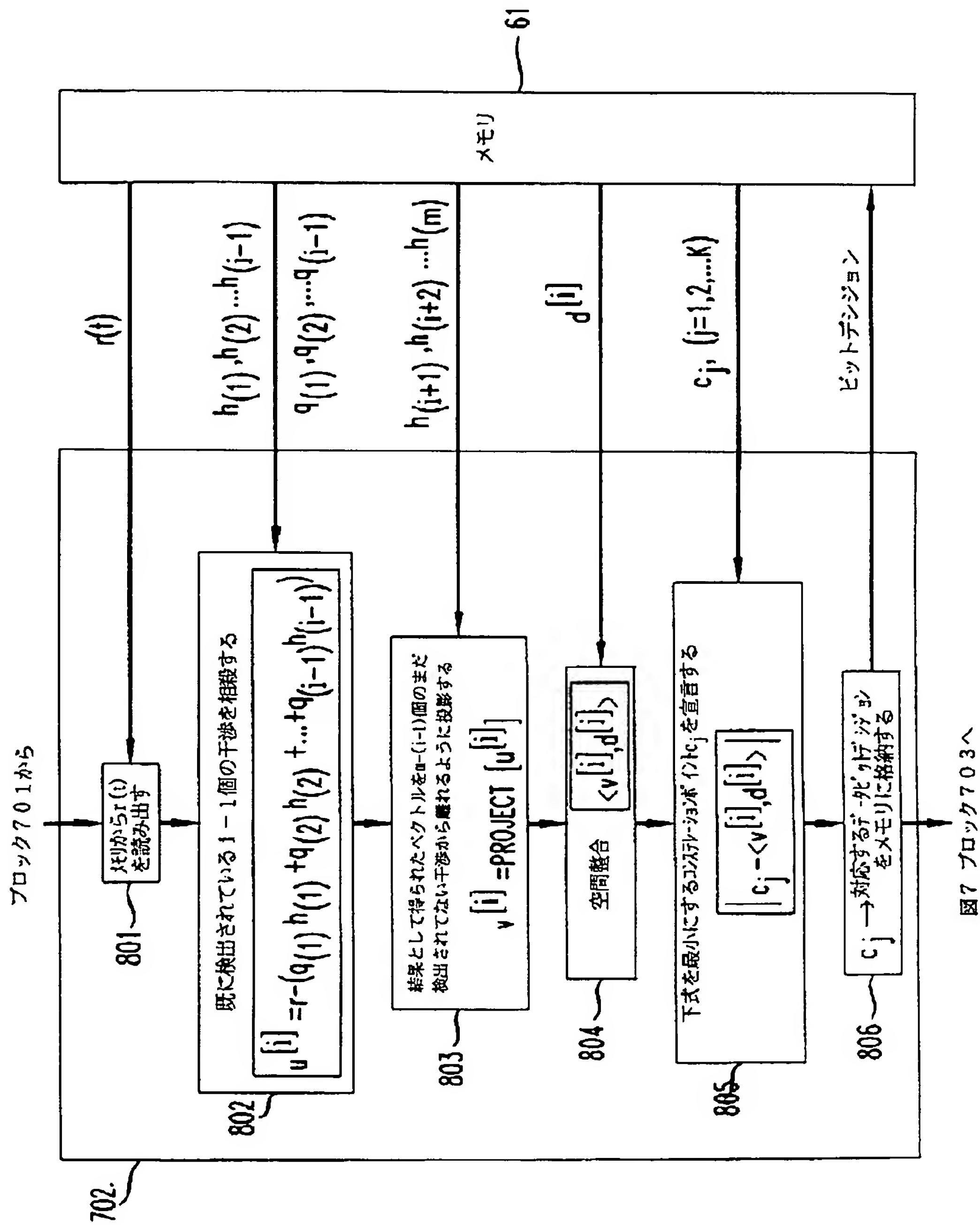


図 7 ブロック 703 へ

フロントページの続き

(72)発明者 グレン ディヴィッド ゴールデン
アメリカ合衆国 80302 コロラド, ボー
ルダー, ブルック ロード 868